

URZĄD PATENTOWY RZECZYPOSPOLITEJ POLSKIEJ



PCT/PL03/00006

ZAŚWIADCZENIE

Advanced Digital Broadcast Ltd.

Taipei, Tajwan,

REC'D 13 AUG 2003	
WIPO	PCT

złożyła w Urzędzie Patentowym Rzeczypospolitej Polskiej dnia 21 stycznia 2002 r. podanie o udzielenie patentu na wynalazek pt. "Wzmacniacz elektroakustyczny klasy D i sposób kompensacji wpływu napięcia zasilającego na wyjściowy sygnał użyteczny we wzmacniaczu elektroakustycznym klasy D."

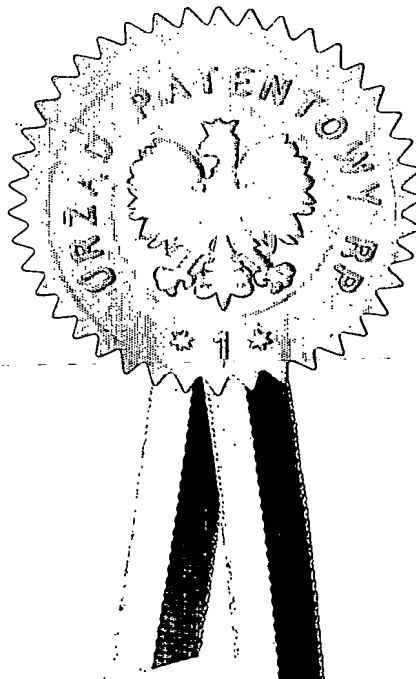
Dołączone do niniejszego zaświadczenia opis wynalazku, zastrzeżenia patentowe i rysunki są wierną kopią dokumentów złożonych przy podaniu w dniu 21 stycznia 2002 r.

Na podstawie cesji nadesłanej do Urzędu Patentowego RP w dniu 23 stycznia 2003r. dopisano drugiego zgłaszającego: Advanced Digital Broadcast Polska Sp. z o.o. Zielona Góra, Polska. Podanie złożono za numerem P-351783

Warszawa, dnia 16 lipca 2003 r.

z upoważnienia Prezesa


inż. Barbara Zańczyk
Naczelnik



PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

Wzmacniacz elektroakustyczny klasy D i sposób kompensacji wpływu napięcia
zasilającego na wyjściowy sygnał użyteczny we wzmacniaczu
elektroakustycznym klasy D

5 Przedmiotem wynalazku jest wzmacniacz elektroakustyczny klasy D i
sposób kompensacji wpływu napięcia zasilającego na wyjściowy sygnał
użyteczny we wzmacniaczu elektroakustycznym klasy D.

Wzmacniacze elektroakustyczne klasy D cechują się tym, że poza
sygnałem użytecznym podawany jest sygnał nośny. Jednym z takich
10 wzmacniaczy jest wzmacniacz, który jest znany z amerykańskiego opisu
patentowego nr 4,182,992 składający się między innymi z dwóch tranzystorów
i diody.

Z kolei z amerykańskiego opisu patentowego nr 4,178,556 jest znany
układ wzmacniający klasy D, który zawiera układ modulujący do modulacji
15 sygnału audio i sygnału nośnego.

Znany jest również z amerykańskiego opisu patentowego nr 6,300,825
wzmacniacz wykorzystujący modulację współczynnika wypełnienia dla sygnału
zawierający komparator i układ całkujący, który dla zwiększenia współczynnika
tłumienia wpływu zmian napięcia zasilającego, został wyposażony w drugi
20 układ całkujący.

Znany jest także z opisu polskiego projektu wynalazczego P-325207
układ kompensacji składowej stałej napięcia wyjściowego zasilany
stabilizowanym napięciem, który wytwarza napięciowy sygnał kompensacji.
Wytworzony sygnał kompensacji jest dodawany w sumatorze do napięciowego
25 sygnału generatora przebiegu trójkątnego i przez to zmienia składową stałą
sygnału wyjściowego generatora. Zmieniona składowa stała wpływa na

wartość współczynnika wypełnienia impulsów prostokątnych powstających na wyjściu komparatora, kompensując w pewnym stopniu zmiany napięcia źródła zasilania.

30 Istotą wynalazku jest to, że we wzmacniaczu elektroakustycznym klasy D z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego posiadającego źródło napięcia zasilającego, filtrem dolnoprzepustowym wzmacniacza, stopniem mocy sterowanym przebiegiem o modulowanej szerokości, generatorem napięcia o przebiegu piłokształtnym oraz komparatorem, na którego wejście jest podany
35 sygnał użyteczny, a którego drugie wejście jest połączone z sumatorem układu kompensacji wpływu napięcia zasilającego na wyjściowy sygnał użyteczny, do którego jest podawane napięcie ze źródła napięcia referencyjnego, filtr dolnoprzepustowy i filtr górnoprzepustowy są podłączone do źródła napięcia zasilającego, a źródło napięcia referencyjnego jest podłączone do układu
40 odwracającego, którego wejście jest połączone z wyjściem filtra dolnoprzepustowego, zaś wyjście filtra górnoprzepustowego i wyjście układu odwracającego są podłączone do mnożnika, którego wyjście jest połączone z wejściem mnożnika, którego drugie wejście jest podłączone do generatora napięcia o przebiegu piłokształtnym, zaś wyjście mnożnika jest podłączone do
45 jednego wejścia sumatora, którego drugie wejście jest podłączone do generatora napięcia o przebiegu piłokształtnym.

Korzystnie sygnał wyjściowy $v_o(t)$ układu odwracającego podawany na wejście mnożnika, który jest zmodyfikowaną stałą napięcia zasilającego, wyraża się zależnością $v_o(t) = k_1 \times V_{DCref} / [k_2 \times v_i(t)]$, gdzie V_{DCref} jest
50 napięciem źródła referencyjnego, $v_i(t)$ jest sygnałem wolnozmiennym na wyjściu filtra dolnoprzepustowego, a współczynnik $k_1 \in <0.5; 2.0>$ i współczynnik $k_2 \in <0.2; 1.5>$.

Korzystnie sygnał wyjściowy mnożnika, który jest sygnałem błędu $e(t)$, a który jest podawany na mnożnik wyraża się zależnością $e(t) = k_3 \times v_o(t) \times v_{ii}(t)$,
55 gdzie $v_o(t)$ jest zmodyfikowaną stałą napięcia zasilającego, $v_{ii}(t)$ jest sygnałem szybkozmiennym na wyjściu filtra górnoprzepustowego, a współczynnik $k_3 \in <0.8; 10.0>$.

Korzystnie sygnał wyjściowy $V_{CM}(t)$ sumatora, który jest sygnałem skorygowanej fali nośnej, który jest podawany na jedno wejście komparatora
 60 wyraża się zależnością $V_{CM}(t) = k_4 \times V_C(t) \times [1/k_5 + e(t)]$, gdzie $V_C(t)$ jest falą nośną wysokiej częstotliwości generowaną przez generator, $e(t)$ jest sygnałem błędu, a współczynnik $k_4 \in \langle 0.2; 1.5 \rangle$ i współczynnik $k_5 \in \langle 0.2; 3.0 \rangle$.

Istotą wynalazku jest również to, że w sposobie kompensacji wpływu napięcia zasilającego na wyjściowy sygnał użyteczny we wzmacniaczu
 65 elektroakustycznym, który zawiera generator sygnału o przebiegu piłokształtnym oraz komparator wykorzystujący modulację szerokości impulsu i który jest zasilany ze źródła zasilającego, a na którego wejście jest podany sygnał użyteczny, a którego drugie wejście jest połączone z sumatorem układu kompensacji wpływu napięcia zasilającego na wyjściowy sygnał użyteczny, do
 70 którego jest podawane napięcie ze źródła napięcia referencyjnego, z napięcia źródła zasilającego wydziela się sygnał szybkozmienny $v_{ii}(t)$ i sygnał wolnozmienny $v_i(t)$, który jest odwracany i mnożony przez wartość napięcia źródła referencyjnego V_{Dref} w wyniku czego otrzymuje się sygnał wyjściowy $v_o(t)$, który mnoży się przez sygnał szybkozmienny $v_{ii}(t)$ w wyniku czego
 75 otrzymuje się sygnał błędu $e(t)$, który mnoży się przez sygnał o przebiegu piłokształtnym $V_C(t)$ z generatora, a otrzymany sygnał sumuje się z sygnałem o przebiegu piłokształtnym $V_C(t)$ i jako skorygowaną falę nośną $V_{CM}(t)$ podaje się na jedno wejście komparatora, który wykorzystuje modulację szerokości impulsu, na którego drugie wejście podaje się sygnał użyteczny.

80 Przedmiot wynalazku jest uwidoczniony w przykładzie wykonania na rysunku, na którym fig. 1 przedstawia schemat blokowy wzmacniacza elektroakustycznego klasy D z układem kompensacji wpływu zmian napięcia zasilającego, fig. 2 i 3 przedstawia wynik symulacji komputerowej z zastosowaniem układu kompensacji przy napięciu zasilającym 27 V, fig. 4 i 5
 85 przedstawia wynik symulacji komputerowej bez układu kompensacji przy napięciu zasilającym 27 V, fig. 6 i 7 przedstawia wynik symulacji komputerowej z zastosowaniem układu kompensacji przy napięciu zasilającym 40 V i fig. 8 i 9 przedstawia wynik symulacji komputerowej bez układu kompensacji przy napięciu zasilającym 40 V.

90 Przedstawione poniżej rozwiązanie układu kompensacji może być
 zastosowane w dowolnym systemie, który zawiera dyskretny tor audio klasy D,
 a w opisie zostało przedstawione wraz ze wzmacniaczem elektroakustycznym.
 Wzmacniacz elektroakustyczny 1 klasy D z otwartą pętlą sprzężenia
 zwrotnego, przedstawiony na fig. 1, składa się z komparatora 3, na którego
 95 wejście jest podany sygnał użyteczny oraz generatora 4, stopnia mocy 2
 wykorzystującego modulację szerokości impulsu, źródła napięcia zasilającego
8, filtra dolnoprzepustowego 14 wzmacniacza oraz urządzenia głośnikowego
13 stanowiącego obciążenie wzmacniacza 1. W przedstawionym
 wzmacniaczu 1 wejściowy sygnał 21 użyteczny i wyjściowy sygnał 28
 100 użyteczny nie są objęte sprzężeniem zwrotnym i współczynnik tłumienia
 wpływu zmian napięcia zasilającego wynosi 0 dB. Aby ograniczyć wpływ
 napięcia zasilania na wyjściowy sygnał użyteczny, wzmacniacz
 elektroakustyczny 1 został wyposażony w układ kompensacji, który składa się
 z filtra dolnoprzepustowego 9 i filtru górnoprzepustowego 10, które są podłączone do
 105 źródła napięcia zasilającego 8. Źródło napięcia referencyjnego 12 układu
 kompensacji jest połączone z układem odwracającym 11, którego wejście jest
 połączone z wyjściem filtra dolnoprzepustowego 9. Wyjście filtra
 górnoprzepustowego 10 i wyjście układu odwracającego 11 są podłączone do
 mnożnika 7, którego wyjście jest połączone z wejściem mnożnika 5, którego
 110 drugie wejście jest podłączone do generatora 4 napięcia o przebiegu
 piłokształtnym lub trójkątnym, zaś wyjście mnożnika jest podłączone do
 jednego wejścia sumatora 6, którego drugie wejście jest podłączone do
 generatora 4 napięcia o przebiegu piłokształtnym lub trójkątnym.

W przedstawionym wzmacniaczu elektroakustycznym 1 z układem
 115 kompensacji wpływu napięcia zasilającego na wyjściowy sygnał użyteczny,
 wejściowy sygnał 21 użyteczny jest podawany na wejście „-” komparatora 3,
 gdzie następuje porównanie sygnału użytecznego 21 z sygnałem nośnym 26
 $V_c(t)$, który jest falą nośną wysokiej częstotliwości w zakresie od 40 kHz do 1
 MHz.

120 W układzie tym napięcie ze źródła zasilającego 8 jest podawane na filtr
 dolnoprzepustowy 9 oraz na filtr górnoprzepustowy 10. Z wyjścia filtra

górnoprzepustowego 10 sygnał szybkozmienny 23 $v_{ii}(t)$, czyli wydzielona składowa zmienna napięcia zasilającego, jest podawany na jedno z wejść mnożnika 7, natomiast sygnał wolnozmienny 22 $v_i(t)$, czyli wydzielona składowa stała napięcia zasilającego, z filtra dolnoprzepustowego 9 podawany jest na wejście układu 11 odwracającego. Ponadto do układu odwracającego 11 podłączone jest napięcie V_{Dref} źródła napięcia referencyjnego 12. Następnie sygnał 24 podany zależnością $v_o(t) = k_1 \times V_{Dref} / [k_2 \times v_i(t)]$ z wyjścia układu odwracającego 11 jest podawany na wejście mnożnika 7, gdzie następuje mnożenie tego sygnału z sygnałem szybkozmiennym 23 z wyjścia filtra górnoprzepustowego 10 i otrzymany sygnał błędu 25 podany zależnością $e(t) = k_3 \times v_o(t) \times v_{ii}(t)$ z wyjścia mnożnika 7 jest podawany na jedno z wejść mnożnika 5. W mnożniku 5 następuje mnożenie sygnału nośnej 26 $V_c(t)$ z generatora napięcia o przebiegu piłokształtnym lub trójkątnym i zmodyfikowanej składowej stałej 25 $e(t)$ z mnożnika 7. Następnie sygnał z mnożnika 5 jest sumowany w sumatorze 6 z sygnałem 26 nośnej. Otrzymany sygnał 27, czyli skorygowana fala nośna w.c.z. podana zależnością: $V_{CM}(t) = k_4 \times V_c(t) \times [1/k_5 + e(t)]$ z wyjścia sumatora 6 podawana jest na wejście „+” komparatora 3. Za pomocą mnożnika 5, sumatora 6, mnożnika 7, filtra dolnoprzepustowego 9, filtra górnoprzepustowego 10, układu odwracającego 11, źródła napięcia referencyjnego 12 jest wytwarzany skorygowany przebieg nośny $V_{CM}(t)$, dzięki któremu możliwe jest utrzymanie stałej obwiedni wyjściowego sygnału użytecznego podawanego na urządzenie głośnikowe 13. Współczynniki występujące we wzorach przyjmują wartości z przedziałów $k_1 \in <0.5; 2.0>$, $k_2 \in <0.2; 1.5>$, $k_3 \in <0.8; 10.0>$, $k_4 \in <0.2; 1.5>$ i $k_5 \in <0.2; 3.0>$.

Przedstawiony układ rozwiązuje problem niskiego współczynnika tłumienia wpływu zmian napięcia zasilania, określany w języku angielskim jako *Power Supply Rejection Ratio*, w skrócie *PSRR*, gdy wzmacniacz nie posiada sprzężenia zwrotnego. W układzie tym celem zwiększenia współczynnika tłumienia wpływu zmian napięcia zasilania są wykorzystywane sygnały zakłócające napięcie źródła zasilania 8 bez udziału sygnału użytecznego. Nie jest więc modyfikowany sygnał użyteczny w sposób bezpośredni lecz pośrednio poprzez modyfikowanie sygnału nośnego. W przedstawionym

układzie kompensacja zmian składowej stałej następuje dzięki mnożnikowi 5,
 155 sumatorowi 6, mnożnikowi 7, filtrowi dolnoprzepustowemu 9, układowi
 odwracającemu 11 i źródłowi napięcia referencyjnego 12, a kompensacja
 zmian składowej zmiennej następuje dzięki mnożnikowi 5, sumatorowi 6,
 mnożnikowi 7, filtrowi górnoprzepustowemu 10, układowi odwracającemu 11 i
 źródłowi napięcia referencyjnego 12.

160 Dalsze figury przedstawiają wyniki symulacji komputerowej
 wzmacniacza. I tak fig. 2 przedstawia sygnał 31 na wyjściu stopnia mocy z
 zastosowaniem układu kompensacji wpływu napięcia zasilającego. Sygnał 31
 został zmodulowany amplitudowo składową zmienną o amplitudzie 3 V i
 częstotliwości 33 wynoszącej 1 kHz oraz częstotliwości 32 sygnału
 165 użytecznego wynoszącej 5 kHz przy napięciu zasilania wynoszącym 27 V. Fig.
 3 przedstawia sygnał sinusoidalny o częstotliwości 34 wynoszącej 5 kHz na
 wyjściu przy obciążeniu wynoszącym 8 Ω .

Z kolei fig. 4 przedstawia sygnał 37 na wyjściu stopnia mocy bez układu
 kompensacji wpływu napięcia zasilającego. Sygnał ten również został
 170 zmodulowany amplitudowo wskutek składowej zmiennej o amplitudzie 3 V i
 częstotliwości 36 wynoszącej 1 kHz oraz częstotliwości 35 sygnału
 użytecznego wynoszącego 5 kHz. Fig. 5 przedstawia sygnał sinusoidalny o
 częstotliwości 38 wynoszącej 5 kHz na wyjściu przy obciążeniu wynoszącym 8
 Ω . Obwiednia przebiegu wyjściowego jest wyraźnie zmodulowana, a
 175 częstotliwość 39 zmian amplitudy wynosi 1 kHz.

Fig. 6 przedstawia sygnał 41 na wyjściu stopnia mocy z zastosowaniem
 układu kompensacji wpływu napięcia zasilającego przy zmienionych
 wartościach napięć w porównaniu z sygnałem 31 z fig. 2. Sygnał 41 został
 także zmodulowany amplitudowo składową zmienną o amplitudzie 7 V i
 180 częstotliwości 43 wynoszącej 1 kHz oraz częstotliwości 42 sygnału
 użytecznego wynoszącej 5 kHz przy napięciu zasilania wynoszącym 40 V. Fig.
 7 przedstawia sygnał sinusoidalny o częstotliwości 44 wynoszącej 5 kHz na
 wyjściu przy obciążeniu wynoszącym również 8 Ω .

Fig. 8 przedstawia sygnał 45 na wyjściu stopnia mocy bez układu
 185 kompensacji wpływu napięcia zasilającego. Sygnał ten podobnie jak w

przypadku fig. 5 został zmodulowany amplitudowo wskutek składowej
zmiennej o amplitudzie 7 V i częstotliwości 46 wynoszącej 1 kHz oraz
częstotliwości 45 sygnału użytecznego wynoszącego 5 kHz. Fig. 9
przedstawia sygnał sinusoidalny o częstotliwości 48 wynoszącej 5 kHz na
190 wyjściu przy obciążeniu wynoszącym 8 Ω . Obwiednia przebiegu wyjściowego
jest wyraźnie zmodulowana, a częstotliwość 49 zmian amplitudy wynosi 1 kHz.

Zaproponowany układ kompensacji wpływu napięcia zasilającego na
wyjściowy przebieg użyteczny we wzmacniaczu elektroakustycznym klasy D w
znaczej mierze rozwiązuje problem związany ze stabilnością wzmacniacza, w
195 tym z ustawieniem marginesu fazy.

PEŁNOMOCNIK
Heudy
Dr inż. LUDWIK HUDY
Rzecznik Patentowy
Nr rej. 3098

Zastrzeżenia patentowe

1. Wzmacniacz elektroakustyczny klasy D z otwartą pętlą sprzężenia
 5 zwrotnego posiadający źródło napięcia zasilającego, filtr dolnoprzepustowy
 wzmacniacza, stopień mocy sterowany przebiegiem o modulowanej
 szerokości, generator napięcia o przebiegu piłokształtnym oraz komparator, na
 którego wejście jest podany sygnał użyteczny, a którego drugie wejście jest
 połączone z sumatorem układu kompensacji wpływu napięcia zasilającego na
 10 wyjściowy sygnał użyteczny, do którego jest podawane napięcie ze źródła
 napięcia referencyjnego znamieny, tym, że filtr dolnoprzepustowy (9) i filtr
 górnoprzepustowy (10) są podłączone do źródła napięcia zasilającego (8), a
 źródło napięcia referencyjnego (12) jest podłączone do układu odwracającego
 (11), którego wejście jest połączone z wyjściem filtra dolnoprzepustowego (9),
 15 zaś wyjście filtra górnoprzepustowego (10) i wyjście układu odwracającego
 (11) są podłączone do mnożnika (7), którego wyjście jest połączone z
 wejściem mnożnika (5), którego drugie wejście jest podłączone do generatora
 (4) napięcia o przebiegu piłokształtnym, zaś wyjście mnożnika (5) jest
 podłączone do jednego wejścia sumatora (6), którego drugie wejście jest
 20 podłączone do generatora (4) napięcia o przebiegu piłokształtnym.

2. Wzmacniacz elektroakustyczny klasy D według zastrz. 1 znamieny
 tym, że sygnał wyjściowy (24) $v_o(t)$ układu odwracającego (11) podawany na
 wejście mnożnika (7), który jest zmodyfikowaną stałą napięcia zasilającego,
 25 wyraża się zależnością $v_o(t) = k_1 \times V_{DCref} / [k_2 \times v_i(t)]$, gdzie V_{DCref} jest
 napięciem źródła referencyjnego (12), $v_i(t)$ jest sygnałem wolnozmiennym na

wyjściu filtra dolnoprzepustowego (9), a współczynnik $k_1 \in \langle 0.5; 2.0 \rangle$ i współczynnik $k_2 \in \langle 0.2; 1.5 \rangle$.

30 3. Wzmacniacz elektroakustyczny klasy D według zastrz. 2 znamieny tym, że sygnał wyjściowy mnożnika (7), który jest sygnałem (25) błędu $e(t)$, a który jest podawany na mnożnik (5) wyraża się zależnością $e(t) = k_3 \times v_o(t) \times v_{if}(t)$, gdzie $v_o(t)$ jest zmodyfikowaną stałą napięcia zasilającego, $v_{if}(t)$ jest
35 sygnałem (23) szybkozmiennym na wyjściu filtra górnoprzepustowego (10), a współczynnik $k_3 \in \langle 0.8; 10.0 \rangle$.

4. Wzmacniacz elektroakustyczny klasy D według zastrz. 1 znamieny tym, że sygnał wyjściowy $V_{CM}(t)$ sumatora (6), który jest sygnałem skorygowanej fali nośnej, który jest podawany na jedno wejście komparatora
40 wyraża się zależnością $V_{CM}(t) = k_4 \times V_C(t) \times [1/k_5 + e(t)]$, gdzie $V_C(t)$ jest falą nośną wysokiej częstotliwości generowaną przez generator (4), $e(t)$ jest sygnałem (25) błędu, a współczynnik $k_4 \in \langle 0.2; 1.5 \rangle$ i współczynnik $k_5 \in \langle 0.2; 3.0 \rangle$.

45 5. Sposób kompensacji wpływu napięcia zasilającego na wyjściowy sygnał użyteczny we wzmacniaczu elektroakustycznym, który zawiera generator sygnału o przebiegu piłokształtnym oraz komparator wykorzystujący modulację szerokości impulsu i który jest zasilany ze źródła zasilającego, a na którego
50 wejście jest podany sygnał użyteczny, a którego drugie wejście jest połączone z sumatorem układu kompensacji wpływu napięcia zasilającego na wyjściowy sygnał użyteczny, do którego jest podawane napięcie ze źródła napięcia referencyjnego znamieny tym, że z napięcia źródła zasilającego (8) wydziela się sygnał szybkozmienny $v_{if}(t)$ i sygnał wolnozmienny $v_{if}(t)$, który jest odwracany i mnożony przez wartość napięcia źródła referencyjnego V_{DCref} w
55 wyniku czego otrzymuje się sygnał wyjściowy $v_o(t)$, który mnoży się przez sygnał szybkozmienny $v_{if}(t)$ w wyniku czego otrzymuje się sygnał błędu $e(t)$, który mnoży się przez sygnał o przebiegu piłokształtnym $V_C(t)$ z generatora (4), a otrzymany sygnał sumuje się z sygnałem o przebiegu piłokształtnym $V_C(t)$ i

60 jako skorygowaną falę nośną $V_{CM}(t)$ podaje się na jedno wejście komparatora (3), który wykorzystuje modulację szerokości impulsu, na którego drugie wejście podaje się sygnał użyteczny.

65 6. Sposób kompensacji według zastrz. 5 znamienny tym, że sygnał wyjściowy (24) $v_o(t)$ układu odwracającego (11) podawany na wejście mnożnika (7), który jest zmodyfikowaną stałą napięcia zasilającego, wyraża się zależnością $v_o(t) = k_1 \times V_{Dref} / [k_2 \times v_i(t)]$, gdzie V_{Dref} jest napięciem źródła referencyjnego (12), $v_i(t)$ jest sygnałem wolnozmiennym na wyjściu filtra dolnoprzepustowego (9), a współczynnik $k_1 \in <0.5; 2.0>$ i współczynnik $k_2 \in <0.2; 1.5>$.

70

7. Sposób kompensacji według zastrz. 5 znamienny tym, że sygnał wyjściowy mnożnika (7), który jest sygnałem (25) błędu $e(t)$, a który jest podawany na mnożnik (5) wyraża się zależnością $e(t) = k_3 \times v_o(t) \times v_{ii}(t)$, gdzie $v_o(t)$ jest zmodyfikowaną stałą napięcia zasilającego, $v_{ii}(t)$ jest sygnałem (23) 75 szybkozmiennym na wyjściu filtra górnoprzepustowego (10), a współczynnik $k_3 \in <0.8; 10.0>$.

8. Sposób kompensacji według zastrz. 5 znamienny tym, że sygnał 80 wyjściowy $V_{CM}(t)$ sumatora (6), który jest sygnałem skorygowanej fali nośnej, który jest podawany na jedno wejście komparatora wyraża się zależnością $V_{CM}(t) = k_4 \times V_C(t) \times [1/k_5 + e(t)]$, gdzie $V_C(t)$ jest falą nośną wysokiej częstotliwości generowaną przez generator (4), $e(t)$ jest sygnałem (25) błędu, a współczynnik $k_4 \in <0.2; 1.5>$ i współczynnik $k_5 \in <0.2; 3.0>$.

PEŁNOMOCNIK

Handy
Dr inż. LUDWIK HUDY
Rzecznik Patentowy
Nr rej. 3098

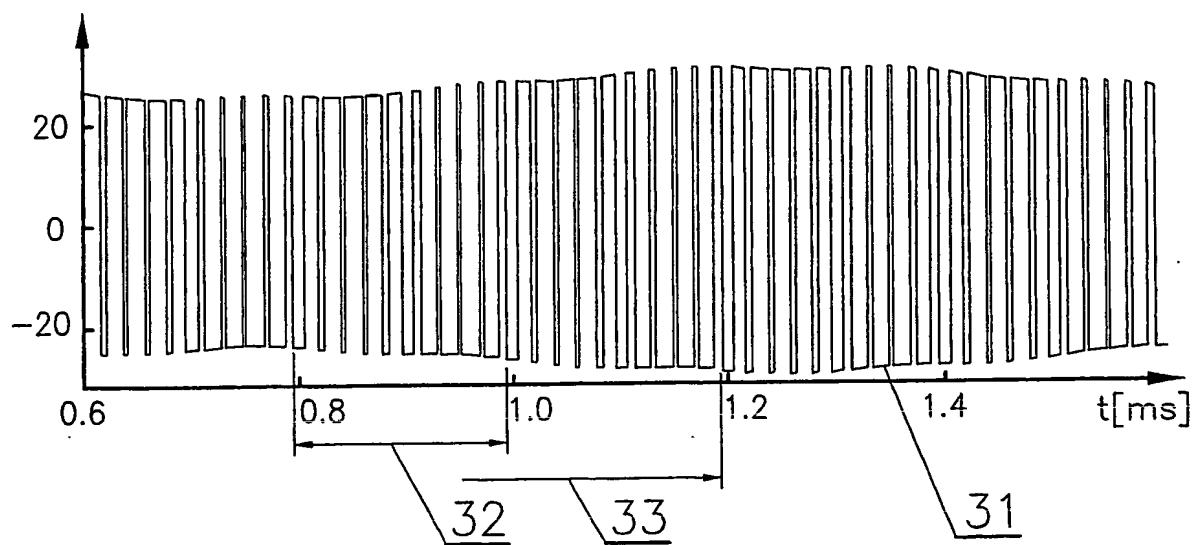


Fig.2

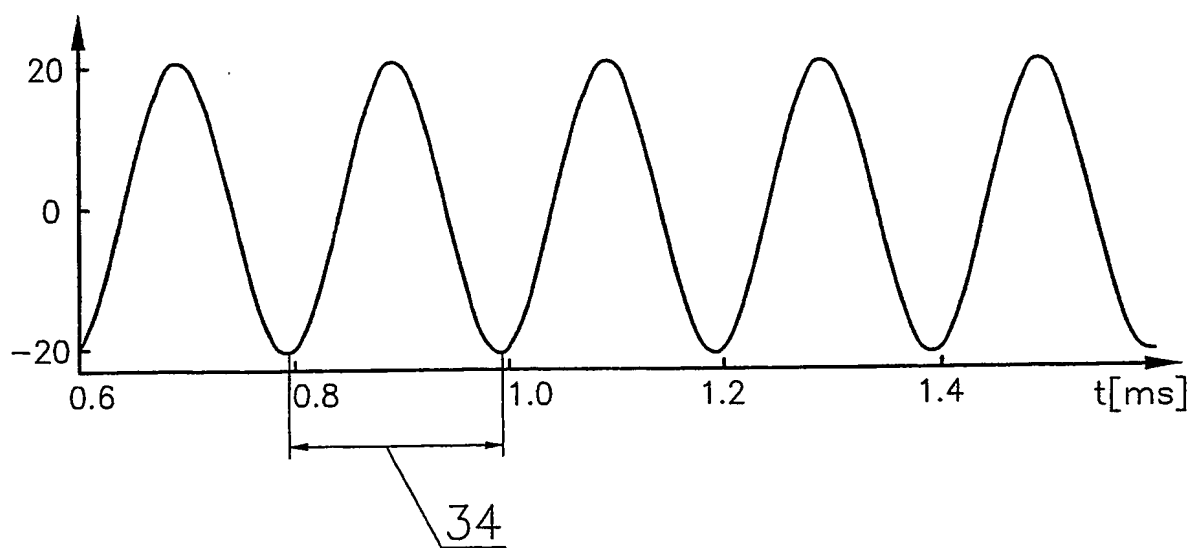


Fig.3

3/5

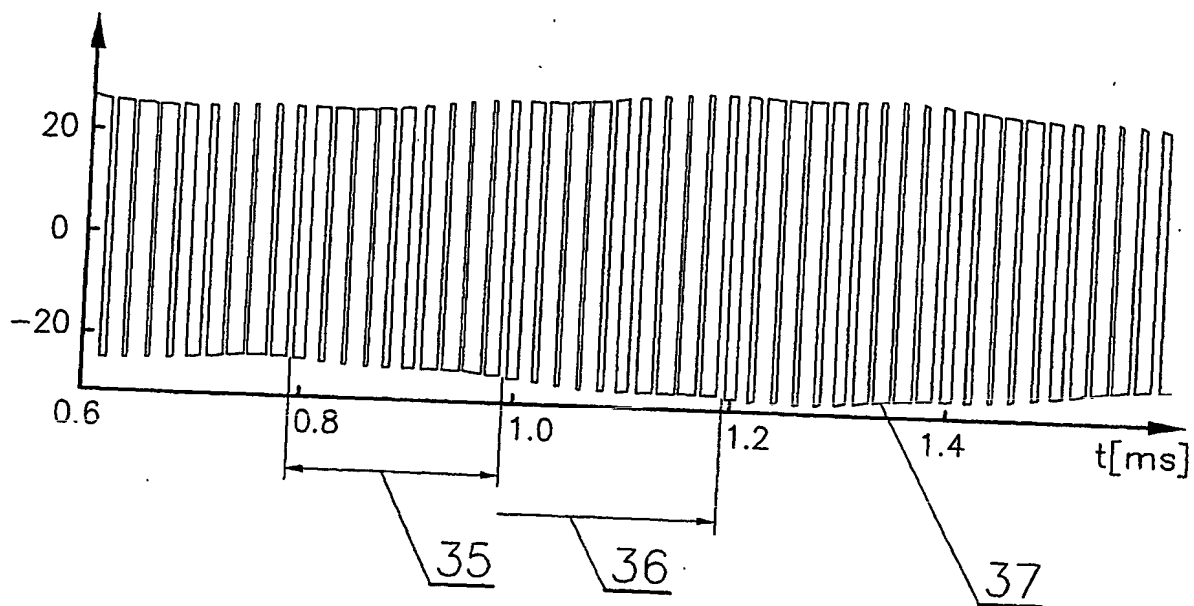


Fig.4

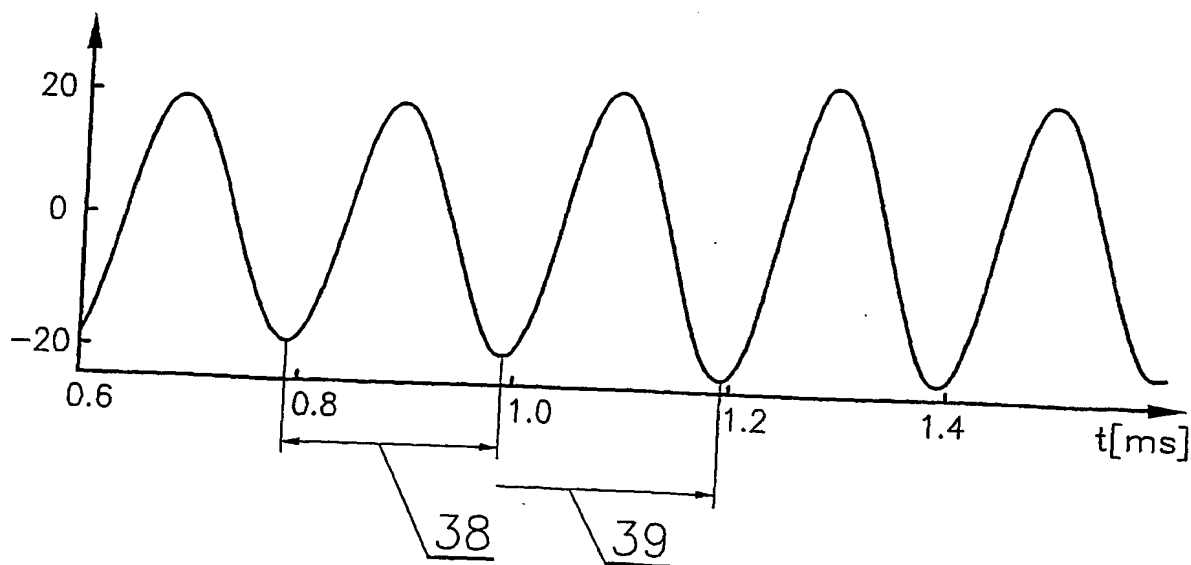


Fig.5

4/5

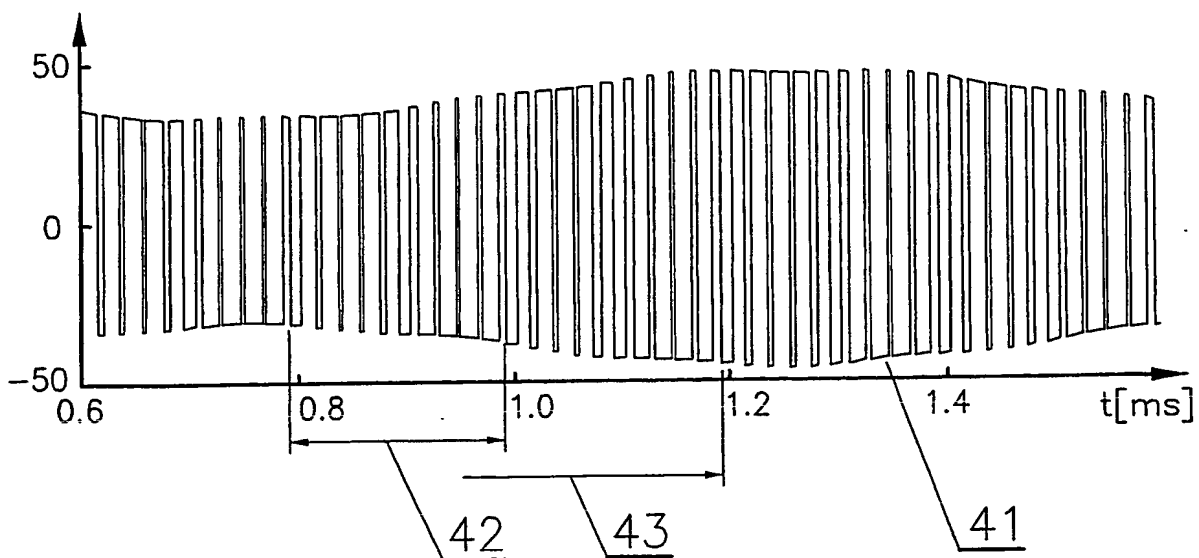


Fig.6

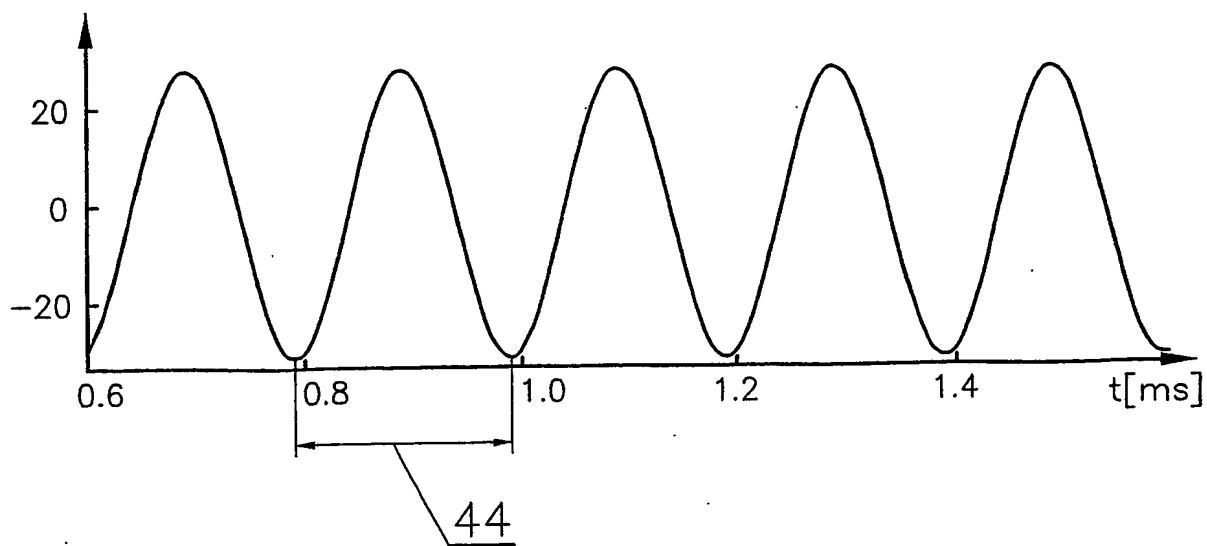


Fig.7

PEŁNOMOCNIK
Handy
 Dr inż. LUDWIK HUDY
 Rzecznik Patentowy
 Nr rej. 3098

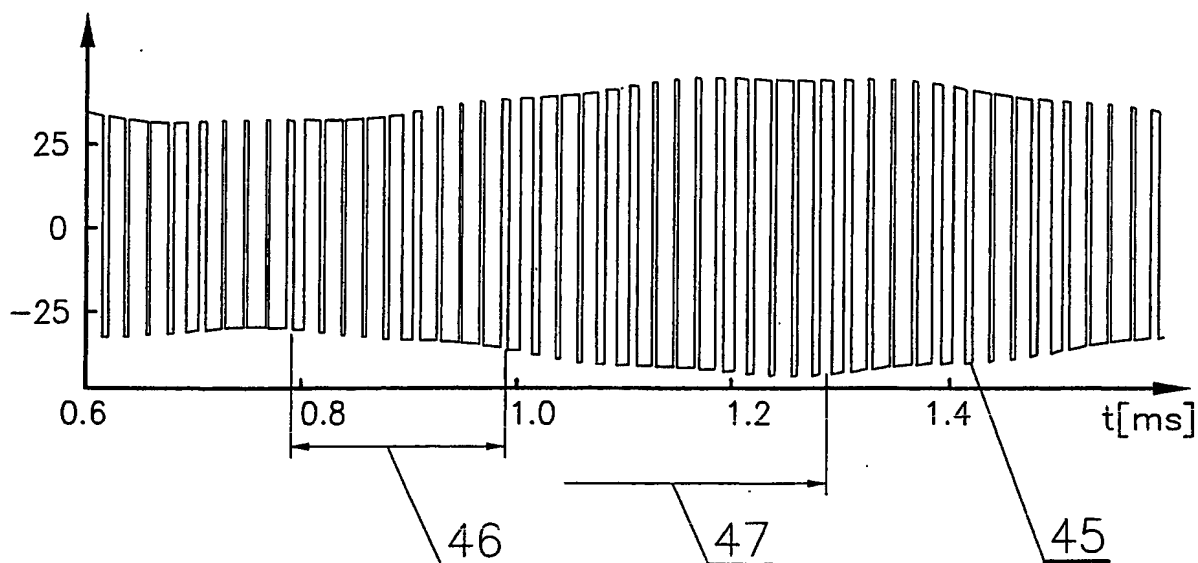


Fig.8

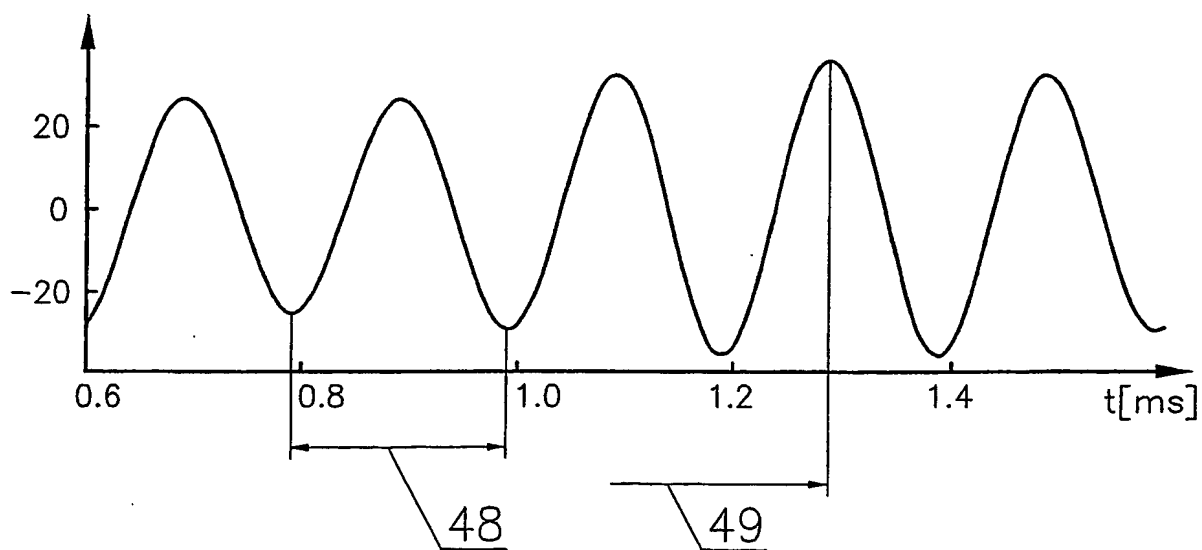


Fig.9